

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 09-153883

(43) Date of publication of application : 10.06.1997

(51) Int.Cl. H04J 13/04  
H04L 27/22

(21) Application number : 07-312391

(71) Applicant : NEC CORP

(22) Date of filing : 30.11.1995

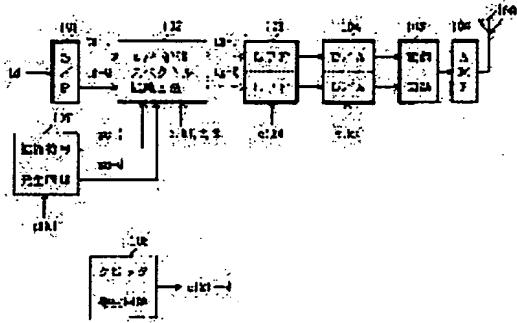
(72) Inventor : SATO TOSHIBUMI

## (54) SPREAD SPECTRUM TRANSMITTER-RECEIVER

### (57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To save power consumption by suppressing the sampling rate of a receiving signal to min.

SOLUTION: A dispersion signal which is spectrally reshaped by a digital reducing filter 103 is converted into a baseband analog signal by a D/A converter 104 and, then, frequency-converted into the signal of a radio wave frequency band so as to be transmitted from a transmission antenna 109 after power amplification by a power amplifier 106. On the reception side, a dispersion sign replica generating circuit generates replica sign groups  $sc-l'$  and  $sc-Q'$  of a dispersion sign which is used on the transmission side. A  $\pi/4$  shift QPSK reverse spread spectrum circuit reversely disperses received digital baseband signals  $rx-l$  and  $rx-Q$  which are sampled by a chip plate and outputs the reverse dispersion signals  $rd-l$  and  $rd-Q$  of a symbol rate. A decision circuit executes sign decision by the delay wave detection or synchronous wave detection of the reverse dispersion signal so as to execute an output. A clock regeneration circuit generates a regenerated clock which is synchronized with the received signal.



### LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 30.11.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2737730

[Date of registration] 16.01.1998

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[12] Publication No.: Japanese Patent Appln. Laid-open Hei 9 No.153883

[43] Publication Date: June 10, 1997

[21] Application No: Japanese Patent Appln. Hei 7 No.312391

[22] Application Date: November 30, 1995

[71] Applicant: NEC CORPORATION

[72] Inventor: SATO TOSHINOBU

[54] [Title of the Invention]

SPREAD SPECTRUM TRANSMITTER RECEIVER

[0013] The object of this invention is to provide a spread-despread circuit which can employ an efficient transmitting power amplifier, used in a terminal of a mobile communication system adopting the code division multiple access (CDMA) method.

[0014] That is, the object is to make realization of a circuit easy by suppressing an amplitude change of a spread modulating signal small, making possible to adopt QPSK as a primary modulation technique by solving the problem of the above-mentioned OQPSK, and holding down a sampling rate of a received signal to minimum. Also, the object is to enhance properties by reducing a power consumption and causing no interference between I and Q components.

[0015]

[Means for Solving the Problems] The spread spectrum transmitter-receiver of this invention comprising:

a transmitting portion comprising:

a  $\pi/4$  shift QPSK spread spectrum circuit (102 in Fig.1) performing the  $\pi/4$  shift QPSK spread spectrum modulation for transmit data according to a spread code;

a spread code generation circuit (107 in Fig.1)

generating a spread code;

a digital low pass filter (103 in Fig.1) performing transmittal spectrum shaping of the spread signal which was spread in the  $\pi/4$  shift QPSK spread spectrum circuit;

a digital / analog converter (104 in Fig.1) changing the output signal of the low pass filter into an analog baseband signal;

a modulation circuit (105 in Fig.1) changing the analog baseband signal into a radio signal;

a power amplifier (106 in Fig.1) amplifying the modulated signal;

an antenna (109 in Fig.1) transmitting the radio signal,

a clock generation circuit (108 in Fig.1) supplying a clock signal to each circuit, and

a receiving portion comprising:

an antenna (201 in Fig. 2) receiving the radio signal;

a demodulation circuit (202 in Fig. 2) changing the radio signal which was received with the antenna into a receiving baseband signal;

an analog / digital conversion circuit (203 in Fig. 2) changing the receiving baseband signal into a digital signal;

a  $\pi/4$  shift QPSK despread spectrum circuit (204 in Fig. 2) performing a  $\pi/4$  shift QPSK despread spectrum demodulation for the receiving digital baseband signal according to a replica of the spread code;

a spread code replica generation circuit (207 in Fig. 2) generating the replica of the spread code;

a judgment circuit (205 in Fig. 2) judging data based on a despread signal which was despread in the  $\pi/4$  shift spectrum despread circuit; and

a clock regeneration means (208 in Fig. 2) supplying a clock which synchronized with the received signal to each circuit.

[0022]

[Embodiments] Next, this invention is explained with reference to the drawings.

[0023] Fig.1 is a block diagram showing the configuration of the transmitting section of one embodiment of this invention.

[0024] Referring to Fig.1, the transmitting portion of the spread spectrum transmitter-receiver of this invention including serial/parallel converter 101 which change transmit data into 2 bit-parallel signal,  $\pi/4$  shift QPSK spread spectrum circuit 102 performing the  $\pi/4$  shift QPSK spread spectrum modulation for transmit data according to a spread code, a digital low pass filter 103 performing transmittal spectrum shaping of the spread signal which was spread in the  $\pi/4$  shift QPSK spread spectrum circuit, digital/analog converter 104 changing the output signal of the lowpass filter into an analog baseband signal, modulation circuit 105 changing the analog baseband signal into a radio signal, power amplifier 106 amplifying the modulated signal, antenna 109 transmitting the radio signal, clock generation circuit 108 supplying a clock signal to each circuit.

[0058]

[Effect of the Invention] The first effect is that it is possible to use the efficient transmitting power amplifier and to achieve power saving of the mobile communication terminal.

[0059] The reason is that since by using  $\pi/4$  shift QPSK as the secondary modulation technique as shown in Fig.8 the phase tracing of the modulating signal does not pass on an origin and the amplitude change of the sending signal can be suppressed small, the linearity in a large channel range of the transmitting power amplifier becomes unnecessary and it is not necessary to use the bad efficiency class A linear amplifier.

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-153883

(43)公開日 平成9年(1997)6月10日

(51)Int.Cl.

H 04 J 13/04  
H 04 L 27/22

識別記号 庁内整理番号

F I

H 04 J 13/00  
H 04 L 27/22

技術表示箇所

G  
Z

審査請求 有 請求項の数6 OL (全9頁)

(21)出願番号 特願平7-312391

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(22)出願日 平成7年(1995)11月30日

(72)発明者 佐藤 俊文

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

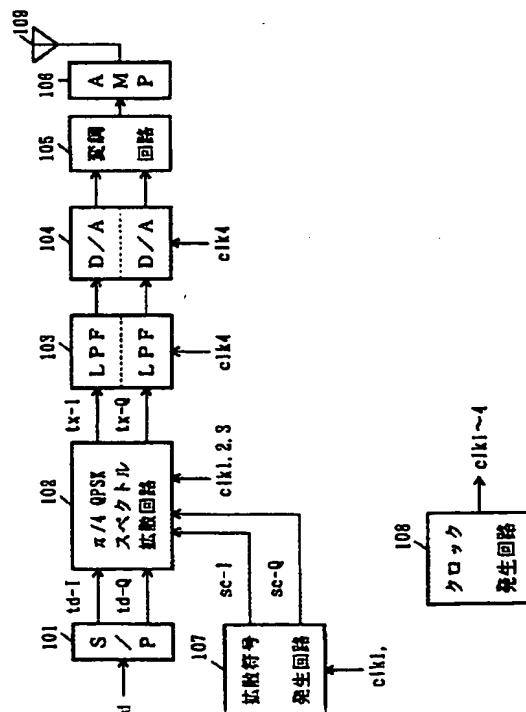
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54)【発明の名称】スペクトル拡散送受信機

(57)【要約】

【課題】効率の良い送信電力増幅器を採用できるスペクトル拡散・逆拡散回路を提供する。

【解決手段】本発明のスペクトル拡散・逆拡散回路を含むスペクトル拡散送受信機は、CDMA送信部とCDMA受信部で構成される。送信部は $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路102とデジタル低域フィルタ103とデジタル/アナログ変換回路104と送信周波数変換回路105と送信信号増幅回路106とクロック発生回路108とを含む。受信部は受信周波数回路202とアナログ/デジタル変換回路203とスペクトル逆拡散回路204と拡散符号レプリカ発生回路207とクロック発生回路208とを含む。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直接拡散符号分割多元接続 (D S - C D M A) 方式による移動通信システムであり送信部と受信部とが構成され、前記送信部は、送信データを後記拡散符号に従って  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル拡散を行う  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル拡散回路と、拡散符号を発生する拡散符号発生回路と、前記  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル拡散回路で拡散された拡散信号の送信スペクトル整形を行うデジタル低域通過フィルタと、前記低域通過フィルタの出力信号をアナログベースバンド信号に変換するデジタル／アナログ変換器と、前記アナログベースバンド信号を無線信号に変換する変調回路と、前記無線信号の電力増幅を行う送信電力増幅器と、前記無線信号を送信するアンテナと、前記各回路にクロック信号を供給するクロック発生回路とを含み、前記受信部は、無線信号を受信するアンテナと、前記アンテナで受信した無線信号を受信ベースバンド信号に変換する復調回路と、前記受信ベースバンド信号をデジタル信号に変換するアナログ／デジタル変換回路と、前記受信デジタルベースバンド信号を後記拡散符号のレプリカに従って  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル逆拡散を行う  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル逆拡散回路と、前記拡散符号のレプリカを発生する拡散符号レプリカ発生回路と、前記  $\pi/4$  シフトスペクトル逆拡散回路で逆拡散された逆拡散信号からデータを判定する判定回路と、前記各回路に受信信号に同期したクロックを供給するクロック再生手段と、を含むことを特徴とするスペクトル拡散送受信機。

【請求項 2】 請求項 1 記載のスペクトル拡散送受信機において、 $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル拡散回路は送信データを拡散符号に従って 0,  $\pm \pi/2$ ,  $\pi$  だけ位相回転させる第一の位相回転回路と、前記第一の位相回転回路の出力信号を偶数チップは 0, 奇数チップは  $\pi/4$  だけ位相回転させる第二の位相回転手段と、により構成されることを特徴とするスペクトル拡散送受信機。

【請求項 3】 請求項 1 記載のスペクトル拡散送受信機において、 $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル逆拡散回路は受信デジタルベースバンド信号を拡散符号のレプリカに従って 0,  $\pm \pi/2$ ,  $\pi$  だけ位相回転させる第三の位相回転回路と、偶数チップと奇数チップで出力先を切り替える切り替え

スイッチと、

前記偶数チップを 1 シンボル区間で累積加算する第一のアキュムレータと、

前記奇数チップを 1 シンボル区間で累積加算する第二のアキュムレータと、

前記第二のアキュムレータの出力を  $-\pi/4$  だけ位相回転させる第四の位相回転回路と、

前記第一のアキュムレータの出力と前記第四の位相回転回路の出力を加算する加算器と、により構成されること

10 を特徴とするスペクトル拡散送受信機。

【請求項 4】 請求項 1 記載のスペクトル拡散送受信機において、

$\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル逆拡散回路は受信デジタルベースバンド信号を偶数チップは 0, 奇数チップは  $-\pi/4$  だけ位相回転させる第五の位相回転回路と、

前記第五の位相回転回路の出力信号を拡散符号のレプリカに従って 0,  $\pm \pi/2$ ,  $\pi$  だけ位相回転させる第三の位相回転回路と、

前記第三の位相回転回路の出力信号を 1 シンボル区間で累積加算するアキュムレータと、により構成されること

20 を特徴とするスペクトル拡散送受信機。

【請求項 5】 請求項 1 記載のスペクトル拡散送受信機において、

送信部のクロック発生回路は、少なくも、シンボルレートのクロック信号、チップレートのクロック信号、チップレートの  $1/2$  の周波数のクロック信号、を発生して  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル拡散回路に供給し、また、チップレートの整数倍のクロック信号を発生してデジタル低域通過フィルタおよびデジタル／アナログ変換器へ供給し、

受信部のクロック再生回路は、少なくも、シンボルレートのクロック信号、チップレートのクロック信号、チップレートの  $1/2$  の周波数のクロック信号、を発生して  $\pi/4$  シフト Q P S K スペクトル逆拡散回路に供給すること、を特徴とするスペクトル拡散送受信機。

【請求項 6】 請求項 3 記載のスペクトル拡散送受信機において、

第一および第二のアキュムレータの出力信号を入力とし、第四の位相回転回路、

40 第一のアキュムレータの出力と第四の位相回転回路の出力を加算する加算器、および、判定回路の機能をデジタル信号処理プロセッサ (D S P) で実現することを特徴とするスペクトル拡散送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】 本発明は移動通信システム、特に直接拡散符号分割多元接続 (D S - C D M A) 方式を用いた自動車電話・携帯電話システム (セルラシステム) の送受信装置に関し、特に送信電力効率の良い送信電力増幅器 (パワーアンプ) を用いることができる  $\pi/4$

50

4シフトQPSK変調を使ったスペクトル拡散受信機に関する。

#### 【0002】

【従来の技術】従来、デジタル自動車電話・携帯電話システム（セルラシステム）として、時分割多元接続方式（TDMA）を用いたものとして日本標準方式（PDC：RCR STD 27）、北米標準方式（TIA IS54）、ヨーロッパ標準方式（ETSI GSM）が知られている。また符号分割多元接続方式（CDMA）を用いたものとして北米標準方式（TIA IS95）が知られている。

【0003】日本標準方式（PDC）および北米標準方式（IS54）では変調方式として、振幅変動が小さいため電力効率の良い送信パワーアンプを用いることができる $\pi/4$ シフトDQPSK変調が採用されている。ヨーロッパ標準方式（GSM）では定振幅変調のGMSK変調が採用されているが、 $\pi/4$ シフトQPSKと比べスペクトルが広がるため周波数の利用効率が低い。最も新しい北米標準方式（IS95）では基地局送信・移動機受信の下り回線では、一次変調（情報変調）としてBPSK、二次変調（拡散変調）としてQPSKが採用されている。一方、移動機送信・基地局受信の上り回線では、一次変調としてBPSK、二次変調としてOQPSKが採用されている。

【0004】IS95方式の上り回線の変調方法の詳細は例えばTIA発行の資料TIA/EIA/IS-95、ページ6-8・図6.1.3.1.2に記載されている。

【0005】日本標準方式の $\pi/4$ シフトDQPSKの変調回路、復調回路に関しては、例えば、文献「Design Concept of TDMA Cellular Mobile Radio Units」、清水、他（IEEE VTC'92）に記載されている。特に復調回路に関しては、例えば、特開平4-220043号公報、などに記載されている。復調方式としては通常遅延検波方式が用いられているため、 $\pi/4$ シフト演算を明示的に行う必要は無く、簡単な回路で実現できる。

【0006】なお、従来方式には一次変調QPSK、二次変調 $\pi/4$ シフトQPSKを用いたCDMAシステムは存在しない。

#### 【0007】

【発明が解決しようとする課題】第1の問題点は、IS95で採用されている二次変調OQPSKの振幅変動が小さい特性を生かすためには、一次変調はBPSKに限定され、QPSKと組み合わせることができないことがある。

【0008】その理由は、一次変調をQPSK、二次変調をOQPSKとすると、シンボルの境目で $\pi$ だけの位相変移が起きる場合があり（I、Q平面で信号点の遷移

を示す図9を参照すると、破線で示す信号点遷移に相当する）、この時振幅が瞬間に0になるため、OQPSKの振幅変動が小さいというメリットがなくなるためである。

【0009】一次変調のBPSKとQPSKを比較すると同じ情報ピットレートの場合、BPSKのシンボルレートはQPSKのシンボルレートの2倍になる。したがって拡散率（1シンボル当たりのチップ数）が $1/2$ になり拡散符号の組み合わせが減ってしまう。特に適応逆

10 拡散フィルタを用いて同一周波数干渉を除去する場合は除去できる干渉波の数は拡散率に依存するため問題となる。

【0010】第2の問題点は、OQPSKは受信信号をチップレートの2倍の周波数でサンプリングして相関値を求めなければならないため、チップレートでサンプリングすればよいQPSKあるいは $\pi/4$ シフトQPSKに比べ相関器を2倍のクロックで動かさなければならぬことである。したがって、特にチップレートの速い広帯域CDMAではハードウェアの実現が難しくなる。

20 【0011】第3の問題点はOQPSKではサンプリング点で受信信号のコンステレーションが信号点に集約しないため、同相成分（I成分）と直交成分（Q成分）間で干渉が発生し、特性の劣化が生じるという点である。

【0012】図9を参照すると、信号点はサンプリングタイミングで4つの信号点には集約していない。

【0013】本発明の目的は、符号分割多重アクセス（CDMA）方式を採用した移動通信システムの端末において、効率の良い送信電力増幅器を採用できる拡散・逆拡散回路を提供することである。

30 【0014】すなわち、拡散変調信号の振幅変動を小さく抑えること、また、上記OQPSKの問題を解決し、1次変調方式としてQPSKを採用できるようにすること、受信信号のサンプリングレートを最低限に抑えることにより、回路の実現を容易とし、消費電力を低減すること、I、Q成分間の干渉を無くすことにより、特性の向上を計ること、を目的とする。

#### 【0015】

【課題を解決するための手段】本発明のスペクトル拡散送受信機は、送信データを拡散符号に従って $\pi/4$ シフ

40 トQPSKスペクトル拡散を行う $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路（図1の102）と、拡散符号を発生する拡散符号発生回路（図1の107）と、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路で拡散された拡散信号の送信スペクトル整形を行うデジタル低域通過フィルタ（図1の103）と、低域通過フィルタの出力信号をアナログベースバンド信号に変換するデジタル/アナログ変換器（図1の104）と、アナログベースバンド信号を無線信号に変換する変調回路（図1の105）と、変調信号を増幅する電力増幅器（図1の106）と、無線信号を送信するアンテナ（図1の109）と、各回路に

クロック信号を供給するクロック発生回路（図1の108）と、を含む送信部と、無線信号を受信するアンテナ（図2の201）と、アンテナで受信した無線信号を受信ベースバンド信号に変換する復調回路（図2の202）と、受信ベースバンド信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換回路（図2の203）と、受信デジタルベースバンド信号を拡散符号のレプリカに従って $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散を行う $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路（図2の204）と、前記拡散符号のレプリカを発生する拡散符号レプリカ発生回路（図2の207）と、 $\pi/4$ シフトスペクトル逆拡散回路で逆拡散された逆拡散信号からデータを判定する判定回路（図2の205）と、各回路に受信信号に同期したクロックを供給するクロック再生手段（図2の208）と、を含む受信部を備えている。

【0016】特に、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路は、送信データを拡散符号に従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第一の位相回転回路（図3の301）と、偶数チップは0、奇数チップは $\pi/4$ だけ位相回転させる第二の位相回転手段（図3の302）と、を備えている。

【0017】また、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路は、受信デジタルベースバンド信号を拡散符号のレプリカに従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第三の位相回転回路（図4の401）と、偶数チップと奇数チップで出力先を切り替える切り替えスイッチ（図4の402）と、偶数チップを1シンボル区間で累積加算する第一のアキュムレータ（図4の403）と、奇数チップを1シンボル区間で累積加算する第二のアキュムレータ（図4の404）と、第二のアキュムレータの出力を $-\pi/4$ だけ位相回転させる第四の位相回転回路（図4の405）と、第一のアキュムレータの出力と第四の位相回転回路の出力を加算する加算器（図4の406）と、を備えている。

【0018】あるいは、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路は、受信デジタルベースバンド信号を偶数チップは0、奇数チップは $-\pi/4$ だけ位相回転させる第五の位相回転回路（図5の501）と、第五の位相回転回路の出力信号を拡散符号のレプリカに従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第三の位相回転回路（図5の502）と、第三の位相回転回路の出力信号を1シンボル区間で累積加算するアキュムレータ（図5の503）と、を備えている。

【0019】図8に示すように、二次変調方式として $\pi/4$ シフトQPSKを用いることにより、変調信号の位相軌跡は原点を通らないため、送信信号の振幅変動を小さく抑えることができている。

【0020】また、図1から分かるように、一次変調としてQPSKを用いることが可能である。図2から分かるように受信信号はチップレートでサンプリングして処

理すれば良い。

【0021】図1、図3の回路構成、および、図8の信号点遷移図から分かるように、偶数チップは図8の○で示す信号点、奇数チップは×で示す信号点に集約するため、I、Q成分間の干渉が起きない。

【0022】

【実施例】次に本発明について図面を参照して説明する。

【0023】図1は本発明の一実施例の送信部の構成を示すブロック図である。

【0024】本発明のスペクトル拡散送受信機の送信部は、図1を参照すると、送信データを2ビットパラレル信号に変換するシリアル/パラレル変換器101と、送信データを拡散符号に従って $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散を行う $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路102と、拡散符号を発生する拡散符号発生回路107と、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路で拡散された拡散信号の送信スペクトル整形を行うデジタル低域通過フィルタ103と、低域通過フィルタの出力信号をアナログベースバンド信号に変換するデジタル/アナログ変換器104と、アナログベースバンド信号を無線信号に変換する変調回路105と、変調信号を増幅する電力増幅器106と、無線信号を送信するアンテナ109と、各回路にクロック信号を供給するクロック発生回路108とを含んでいる。

【0025】図2は本発明の一実施例の受信部の構成を示すブロック図である。

【0026】本発明のスペクトル拡散送受信機の受信部は、図2を参照すると、無線信号を受信するアンテナ201と、アンテナで受信した無線信号を受信ベースバンド信号に変換する復調回路202と、受信ベースバンド信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換回路203と、受信デジタルベースバンド信号を拡散符号のレプリカに従って $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散を行う $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路204と、前記拡散符号のレプリカを発生する拡散符号レプリカ発生回路207と、 $\pi/4$ シフトスペクトル逆拡散回路で逆拡散された逆拡散信号からデータを判定する判定回路205と、各回路に受信信号に同期したクロックを供給するクロック再生回路208と、を含んでいる。

【0027】図3は図1における $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路102の構成を詳述するブロック図である。図3を参照すると $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路102は、送信データを拡散符号に従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第一の位相回転回路301と、偶数チップは0、奇数チップは $\pi/4$ だけ位相回転させる第二の位相回転手段302と、により構成される。

【0028】図4は、図2における $\pi/4$ シフトQPSK

Kスペクトル逆拡散回路204の第1の構成例を詳述するブロック図である。図4を参照すると、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路204は、受信デジタルベースバンド信号を拡散符号のレプリカに従って0、 $\pm\pi/2$ だけ位相回転させる第三の位相回転回路401と、偶数チップと奇数チップで出力先を切り替える切り替えスイッチ402と、偶数チップを1シンボル区間で累積加算する第一のアキュムレータ403と、奇数チップを1シンボル区間で累積加算する第二のアキュムレータ404と、第二のアキュムレータの出力を $-\pi/4$ だけ位相回転させる第四の位相回転回路405と、第一のアキュムレータの出力と第四の位相回転回路の出力を加算する加算器406と、により構成される。

【0029】図5は図2における $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路204の第2の構成例を詳述するブロック図である。図5を参照すると、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路204は、受信デジタルベースバンド信号を偶数チップは0、奇数チップは $-\pi/4$ だけ位相回転させる第五の位相回転回路501と、第五の位相回転回路の出力信号を拡散符号のレプリカに従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第三の位相回転回路502と、第三の位相回転回路の出力信号を1シンボル区間で累積加算するアキュムレータ503と、により構成される。

【0030】図5の構成は受信サンプルデータの量子化ビット数が比較的少なくても良い場合に適する構成例である。位相回転回路501における $-\pi/4$ の位相回転では通常掛け算が必要になるが、受信サンプルデータの量子化ビット数が比較的少なくて良い場合（例えば、I、Q成分を各4ビットで量子化）には高速なROMを使って実現できるため、図4の構成に比べ図5の構成の方が簡易な回路で実現可能である。

【0031】図6は図4の $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路の構成の一部および図2の判定回路205、パラレル/シリアル変換回路206をデジタル信号処理プロセッサ(DSP)を用いて実現することにより、ハードウェアを簡易化したものである。

【0032】図6を参照すると、受信デジタルベースバンド信号を拡散符号のレプリカに従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第三の位相回転回路601と、偶数チップと奇数チップで出力先を切り替える切り替えスイッチ602と、偶数チップを1シンボル区間で累積加算する第一のアキュムレータ603と、奇数チップを1シンボル区間で累積加算する第二のアキュムレータ604と、第一および第二のアキュムレータの出力取り込み、判定信号を出力するDSP605と、により構成される。

【0033】高速なチップレート処理は専用ハードウェアで実現し、比較的低速なシンボルレート処理は汎用DSPを用いて処理することにより、ハードウェア構成の

簡略化をねらったものである。

【0034】図7は図4、図5、図6における受信信号を拡散符号のレプリカに従って0、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転させる第三の位相回転回路401、502、601の構成例を示すブロック図である。図7を参照すると、受信信号のI成分、Q成分を交換するスイッチ701と、符号反転回路702、703、拡散符号のレプリカにしたがって、前述のスイッチ701、及び符号反転回路702、703の動作を指示する組み合わせ回路704と、により構成される。

【0035】なお、図3における第1の位相回転回路301も同様な構成で実現可能である。

【0036】次に本実施例の動作について説明する。

【0037】一例として、一次変調方式としてQPSK、二次変調（拡散変調）方式として、 $\pi/4$ シフトQPSK、送信データのビットレート=120kbp/s、シンボルレート=60ksp/s、チップレート=3.84Mcp/sを仮定する。

【0038】まず、スペクトル拡散送受信機の送信部の動作について説明する。

【0039】図1を参照すると、ビットレート=120kbp/sの送信データtdはシリアル/パラレル変換器101で60ksp/sの2ビットパラレル信号(td-I, td-Q)に変換される。この2ビットパラレル信号はQPSKの1シンボルに対応する。すなわち、td-IはQPSKにおける同相成分(I成分)、td-QはQPSKにおける直交成分(Q成分)に相当する。

【0040】拡散符号発生回路107はチップレート=3.84Mcp/sで2ビットパラレルの拡散符号(scc-I, scc-Q)を出力する。拡散符号として、シンボル周期の短い符号(ショートコード)、シンボル周期に比べはるかに長い周期の符号(ロングコード)、およびショートコードとロングコードを組み合わせた符号(掛け算した符号)とが考えられる。例えば、各チャネルを識別するためにチャネル毎に異なるショートコードを割り当てる、セルラシステムのように複数の基地局が設置される場合には、基地局を識別するために基地局毎に異なるロングコードが割り当てることが考えられる。拡散符号の割り当て方法は本発明の重要な構成要素ではないため、本実施例では簡単のため、ショートコードのみを用いた場合について説明する。拡散符号発生回路107はチップレート=3.84Mcp/sで2ビットの拡散符号(scc-I, scc-Q)を、シンボル周期=1/60ksp/sで繰り返し出力する。したがって、拡散符号の系列長=3.84M/60k=64チップである。拡散符号として、例えば、scc-I, scc-Qの各々に異なるウォルシュアダマール(Walsh-Hadamard)符号、あるいは直交ゴールド(Gold)符号を用いればよい。上記符号を予めCPUあるいはDSP(未記載)で発生させ、拡散符号発生器107に記憶させて

いた場合について説明する。拡散符号発生回路107はチップレート=3.84Mcp/sで2ビットの拡散符号(scc-I, scc-Q)を、シンボル周期=1/60ksp/sで繰り返し出力する。したがって、拡散符号の系列長=3.84M/60k=64チップである。拡散符号として、例えば、scc-I, scc-Qの各々に異なるウォルシュアダマール(Walsh-Hadamard)符号、あるいは直交ゴールド(Gold)符号を用いればよい。上記符号を予めCPUあるいはDSP(未記載)で発生させ、拡散符号発生器107に記憶させて

おき、拡散符号発生器 107 はこの記憶された符号系列を順次繰り返し出力すればよい。

【0041】 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路 102 の動作について、図3を用いて説明する。図3から分かるように、 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散

$$\begin{aligned}
 (s_c - I, s_c - Q) &= (0, 0) \text{ のとき} & 0 \\
 &= (1, 0) \text{ のとき} & \pi/2 \\
 &= (1, 1) \text{ のとき} & \pi \\
 &= (0, 1) \text{ のとき} & -\pi/2
 \end{aligned}$$

の位相回転をあたえる。このような位相回転は、I、Q 成分の入れ替え、符号反転で容易に実現できる。位相回転回路 302 は  $\pi/4$  の位相回転を行うため、上記位相回転回路 301 のように I、Q 成分入れ替え、符号反転で実現することはできないが、入力信号が 2 ビットの +/− 1 信号に限られているため、あらかじめ 8 通りの値を記憶させておき、入力信号および偶/奇チップに応じて選択出力すれば良い。

【0042】 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路 102 は送信データ ( $t_d - I, t_d - Q$ )、拡散符号 ( $s_c - I, s_c - Q$ )、奇/偶チップを区別するクロック  $c_{1k3}$  の計 5 ビットを入力し、拡散信号 ( $t_x - I, t_x - Q$ ) を出力すれば良いため、上記 5 ビットの入力信号をアドレスとして ROM テーブルを引き出力するハードウェアでも容易に実現できる。 $\pi/4$ シフトスペクトル拡散信号 ( $t_x - I, t_x - Q$ ) を I、Q 平面で表すと図8の通りである。

【0043】 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路 102 で拡散された拡散信号 ( $t_x - I, t_x - Q$ ) はデジタル低域通過フィルタ 103 でスペクトル整形される。デジタル低域通過フィルタの特性は、例えば、3dB カットオフ周波数 = 1.92 MHz (= チップレート / 2)、ロールオフファクタ = 0.3 のルート・レイズド・コサインが用いられる。この時の無線周波数占有帯域幅 = 5 MHz (= 3.84 MHz × 1.3) である。このようなフィルタは内挿（インタポレーション） FIR フィルタを用いることにより容易に実現できる。

【0044】デジタル低域通過フィルタ 103 でスペクトル整形された拡散信号はデジタル/アナログ (D/A) 変換器 104 でベースバンドアナログ信号に変換された後、変調回路 105 で無線周波数帯域の信号に周波数変換され、電力増幅器 106 で電力増幅されたあと送信アンテナ 109 から送信される。電力増幅器 106 で増幅する信号は、図8の位相軌跡をとる拡散信号 ( $t_x - I, t_x - Q$ ) をデジタル低域通過フィルタ 103 に通した信号であり、QPSK のように I、Q 平面の原点を通らず、振幅変動の比較的小さな信号になることがわかる。デジタル低域通過フィルタ 103 および D/A 変換器はチップレートの 2 倍以上（例えば 4 倍 = 15.36 MHz）のサンプリングロック  $c_{1k4}$  で動作する。

【0045】クロック発生回路 108 はシンボルレート

は、まず、位相回転回路 301 により QPSK スペクトル拡散を行い、次に位相回転回路 302 により偶数チップはそのまま、奇数チップは  $\pi/4$  だけ位相シフトして出力される。位相回転回路 301 は拡散符号 ( $s_c - I, s_c - Q$ ) の値に応じて、

- 10 (60 kHz) のクロック  $c_{1k1}$ 、チップレート (3.84 MHz) のクロック  $c_{1k2}$ 、チップレートの  $1/2$  の周波数で偶/奇チップを判別するクロック  $c_{1k3}$ 、デジタル低域フィルタおよび D/A 変換器のサンプリングロック  $c_{1k4}$  の各クロックを発生させ、各回路に供給する。

【0046】次に、スペクトル拡散送受信機の受信部の動作について説明する。

- 【0047】図2を参照すると、無線信号をアンテナ 201 で受信し、復調回路 202 で受信ベースバンド信号 (同相成分、直交成分の 2 信号) に周波数変換された後、アナログ/デジタル変換回路 203 で受信デジタルベースバンド信号 ( $r_x - I, r_x - Q$ ) に変換される。 $r_x - I$  は同相成分 (I 成分)、 $r_x - Q$  は直交成分 (Q 成分) を表している。

- 【0048】拡散符号レプリカ発生回路 207 は送信側で使われた拡散符号のレプリカ符号系列 ( $s_c - I', s_c - Q'$ ) を発生する。送信側で使われている拡散符号系列は既知と考えて良いので、符号系列のタイミングを合わせて発生させればよい。拡散符号系列の系列長は 64 チップであるから、タイミングをずらせながら逆拡散を行い、逆拡散出力が最大となるタイミングを求めるべき。このようなチップ同期引き込み、および、チップ同期の維持はスライディング相関器は、ディレイロック・ループ (DLL) 等で実現できるが、本発明における重要構成要素ではないので詳細な説明は省略する。

- 【0049】 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路 204 は、チップレートでサンプリングされた受信デジタルベースバンド信号 ( $r_x - I, r_x - Q$ ) を逆拡散し、シンボルレートの逆拡散信号 ( $r_d - I, r_d - Q$ ) を出力する。判定回路 205 は逆拡散信号 ( $r_d - I, r_d - Q$ ) の遅延検波あるいは同期検波による符号判定を行い、2 ビットパラレルの判定データを出力する。パラレル/シリアル変換回路 206 でシリアル信号に変換され、受信データ  $r_d$  が出力される。

- 【0050】クロック再生回路 207 は受信信号に同期した再生クロックを発生させ、各回路に分配する。 $c_{1k1}' \sim c_{1k3}'$  はそれぞれ送信側のクロック  $c_{1k1} \sim c_{1k3}$  を受信信号から再生したものである。クロック再生は本発明の重要な構成要素ではないので詳細説明

50 は省略する。

【0051】 $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路204の動作について、図4を用いて説明する。受信デジタルベースバンド信号( $r_x - I$ 、 $r_x - Q$ )は位相回転回路401により拡散符号のレプリカに従って、 $0$ 、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ だけ位相回転される。次に、スイッチ402で、偶数番目のチップと奇数番目のチップに分けられ、それぞれアキュムレータ403あるいはアキュムレータ404に入力される。アキュムレータ403、404は1シンボル区間、入力信号を累積加算し、それぞれ、累積加算値( $a_{cc} - I_1$ 、 $a_{cc} - Q_1$ )、( $a_{cc} - I_2$ 、 $a_{cc} - Q_2$ )を出力する。1シンボル=64チップであるから、各アキュムレータは1.92M

$$\begin{aligned}
 (s_c - I') &= (0, 0) \text{ のとき} & 0 \\
 &= (1, 0) \text{ のとき} & -\pi/2 \\
 &= (1, 1) \text{ のとき} & \pi \\
 &= (0, 1) \text{ のとき} & \pi/2
 \end{aligned}$$

の位相回転を行う。位相回転量が、 $0$ 、 $\pm\pi/2$ 、 $\pi$ に限られるため、掛け算器は不要であり、図7のように簡単な回路で構成される。すなわち、 $I$ 、 $Q$ 成分交換スイッチ701は拡散符号レプリカの $I$ 、 $Q$ 成分が一致しないとき( $a_c - I' \neq a_c - Q'$ )、 $I$ 、 $Q$ 成分を交換して出力する。符号反転器702は拡散符号レプリカの $Q$ 成分が“-1”の時( $a_c - Q' = -1$ )入力信号の符号を反転して出力し、同様に符号反転器703は拡散符号レプリカの $I$ 成分が“-1”の時( $a_c - I' = -1$ )入力信号の符号を反転して出力する。

【0053】位相回転回路405は $-\pi/4$ の位相回転を行わなければならないので、掛け算を行う必要がある。しかし、この掛け算は1シンボルに1回行えばよいので( $1/60\text{kHz}$ に1回)、低速の掛け算器で良い。また、この程度の速さならば、ソフトウェアでも十分実現可能である。

【0054】図5の構成は受信サンプルデータの量子化ビット数が比較的少なくても良い場合に適する構成例である。位相回転回路501で偶数チップはそのまま、奇数チップは $-\pi/4$ だけ位相回転させて出力する。位相回転回路502は図7を使って説明した位相回転回路401と同じなので説明を省略する。アキュムレータ503は1シンボル区間で入力信号を累積加算する。この図5の構成では3.84MHz毎に64チップの累積加算値を計算することになる。

【0055】図6の構成は、シンボルレートでの処理をDSPで行わせることによりハードウェアの簡略化を計るものである。1シンボル毎の累積加算値( $a_{cc} - I_1$ 、 $a_{cc} - Q_1$ )、( $a_{cc} - I_2$ 、 $a_{cc} - Q_2$ )をDSPに取り込み、DSPのプログラムにより( $a_{cc} - I_2$ 、 $a_{cc} - Q_2$ )に $-\pi/4$ の位相回転演算を行った後、( $a_{cc} - I_1$ 、 $a_{cc} - Q_1$ )と加算し、遅延検波あるいは同期検波による符号判定を行い、パラレル/シリアル変換を行い、出力する。検波方式とし

Hz毎に入力信号を累積加算し、合計32チップの累積加算値を出力することになる。奇数チップの累積加算値( $a_{cc} - I_2$ 、 $a_{cc} - Q_2$ )は $-\pi/4$ だけ位相回転した後、偶数チップの累積加算値( $a_{cc} - I_1$ 、 $a_{cc} - Q_1$ )と加算され、逆拡散信号( $r_d - I$ 、 $r_d - Q$ )を得る。

【0056】受信側の位相回転回路401は送信側の位相回転回路301とちょうど逆の位相回転を与えることにより拡散変調を元に戻すものである。すなわち、拡散

10 符号レプリカ( $a_c - I'$ 、 $a_c - Q'$ )の値に応じて、

$$\begin{aligned}
 (s_c - I') &= (0, 0) \text{ のとき} & 0 \\
 &= (1, 0) \text{ のとき} & -\pi/2 \\
 &= (1, 1) \text{ のとき} & \pi \\
 &= (0, 1) \text{ のとき} & \pi/2
 \end{aligned}$$

て、パイロットシンボルを用いた内挿同期検波を行う場合、蓄積復調を行う場合等DSPによる処理が必要な場合に適した構成ともいえる。

20 【0056】以上は誤り訂正符号化/復号化を行わない場合の説明であるが、符号分割多重化(CDMA)方式では、低レートの疊み込み符号化、軟判定Viterbi復号を行う場合がある。このような場合には、図1のデータ入力の前に疊み込み符号器がつき、図2の判定回路205、パラレル/シリアル変換回路の代わりに軟判定Viterbi復号器が付くことになる。

【0057】また、一次変調(情報変調)方式としてQPSKの場合について説明したが、BPSKを用いる場合にも容易に拡張できる。すなわち、送信部では図1の

30 シリアル/パラレル変換器で入力データ $t_d$ を $t_d - I$ 、 $t_d - Q$ の両方にそのまま出力するだけでよく、受信部では判定回路205での判定が2値判定になり、パラレル/シリアル変換回路206が不要になる。

#### 【0058】

【発明の効果】第1の効果は、効率のよい送信電力増幅器を用いることができ、移動通信端末の低消費電力化が計れることである。

【0059】その理由は、図8に示すように、二次変調方式として $\pi/4$ シフトQPSKを用いることにより、40 変調信号の位相軌跡は原点を通らず、送信信号の振幅変動を小さく抑えることができているため、送信電力増幅器に広い入力レンジでのリニアリティが必要なくなり、効率の悪いA級リニアアンプを使わなくても良いからである。

【0060】第2の効果は一次変調(情報変調)方式としてQPSKを用いることができるため、拡散率(チップレート/シンボルレート)をBPSKに比べ2倍にできることがある。拡散符号系列(ショートコード)の系列長が2倍になるため、より多くの符号を使うことがで

50 きる。

【0061】第3の効果は受信信号をチップレートでサンプリングして処理すれば良く、2次変調としてOQPSKを用いた場合に比ベクロック周波数を1/2でき、低消費電力化に適することである。

【0062】第4の効果は、 $\pi/4$ シフトQPSKはサンプリング点で、信号点が集約するため、I、Q成分間の干渉を無くすことができ、特性の向上が計れることである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例の送信部の構成を示すブロック図。

【図2】本発明の実施例の受信部の構成を示すブロック図。

【図3】本発明の実施例のスペクトル拡散回路の構成を示すブロック図。

【図4】本発明の実施例のスペクトル逆拡散回路の第1の構成方法を示すブロック図。

【図5】本発明の実施例のスペクトル逆拡散回路の第2の構成方法を示すブロック図。

【図6】本発明の実施例のスペクトル逆拡散回路の第3の構成方法を示すブロック図。

【図7】本発明の実施例の位相回転回路の構成方法を示すブロック図。

【図8】本発明の実施例の $\pi/4$ シフトQPSK拡散信号の信号点遷移を示す図。

【図9】従来例のOQPSK拡散信号の信号点遷移を示す図。

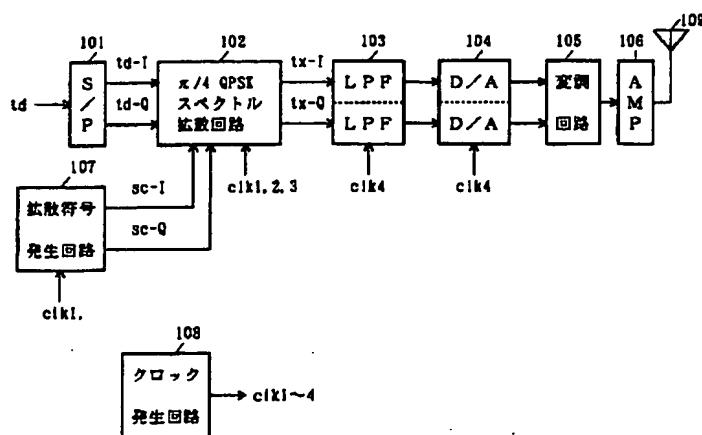
【符号の説明】

101 シリアル/パラレル変換器

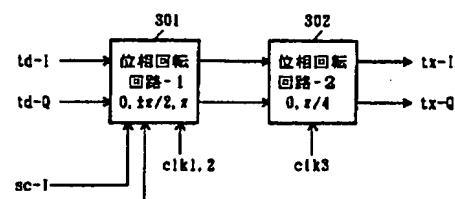
102  $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル拡散回路

|               |                           |
|---------------|---------------------------|
| 103           | 低域通過フィルタ                  |
| 104           | デジタル/アナログ変換器              |
| 105           | 変調回路                      |
| 106           | 送信電力増幅器                   |
| 107           | 拡散符号発生回路                  |
| 108           | クロック発生回路                  |
| 109           | アンテナ                      |
| 201           | アンテナ                      |
| 202           | 復調回路                      |
| 203           | アナログ/デジタル変換回路             |
| 204           | $\pi/4$ シフトQPSKスペクトル逆拡散回路 |
| 205           | 判定回路                      |
| 206           | パラレル/シリアル変換回路             |
| 207           | 拡散符号レプリカ発生回路              |
| 208           | クロック再生回路                  |
| 301           | 位相回転回路1                   |
| 302           | 位相回転回路2                   |
| 401, 502, 601 | 位相回転回路3                   |
| 402           | 切り替えスイッチ                  |
| 403, 404      | アキュムレータ                   |
| 405           | 位相回転回路4                   |
| 406           | 加算器                       |
| 501           | 位相回転回路5                   |
| 503           | アキュムレータ                   |
| 602           | 切り替えスイッチ                  |
| 603, 604      | アキュムレータ                   |
| 605           | DSP                       |
| 701           | I, Q交換スイッチ                |
| 702, 703      | 符号反転回路                    |
| 704           | 組み合わせ回路                   |

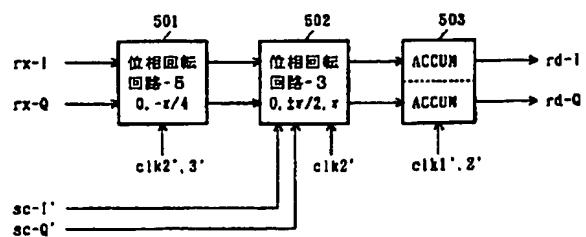
【図1】



【図3】

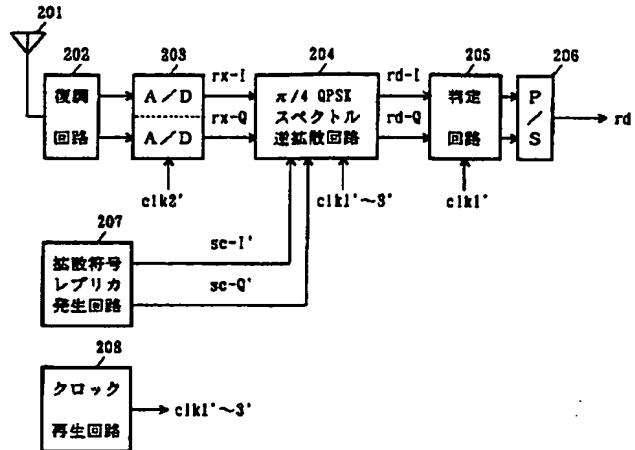


【図5】

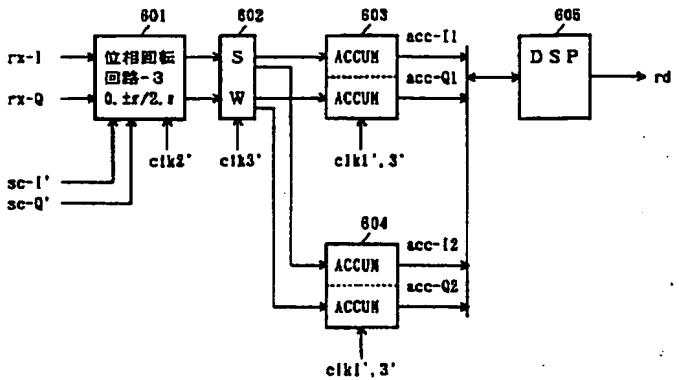


(9)

【図2】

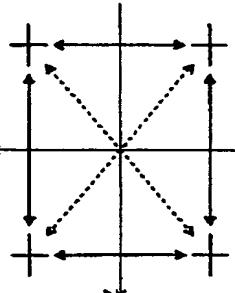
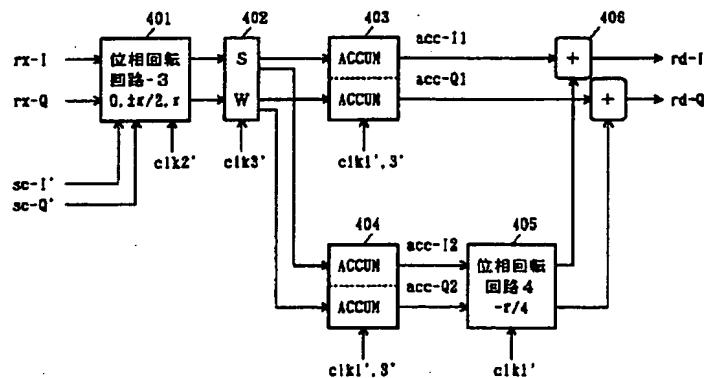


【図6】

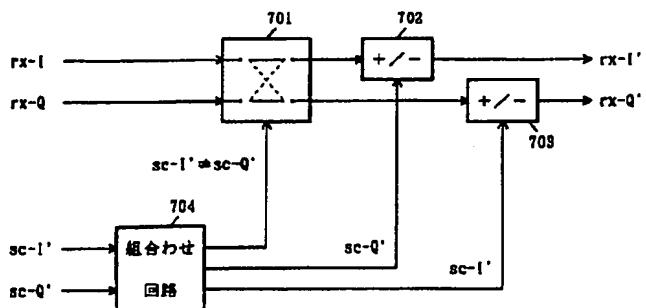


【図8】

【図4】



【図7】



【図9】

